

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2000-31740
(P2000-31740A)

(43) 公開日 平成12年1月28日 (2000.1.28)

(51) Int.Cl.⁷

H 0 3 B 5/32

識別記号

F I

H 0 3 B 5/32

ページ (参考)

D 5 J 0 7 9

審査請求 未請求 請求項の数 7 O L (全 10 頁)

(21) 出願番号 特願平10-193156

(22) 出願日 平成10年7月8日 (1998.7.8)

(71) 出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(71) 出願人 390023928

日立エンジニアリング株式会社

茨城県日立市幸町3丁目2番1号

(72) 発明者 奥津 光彦

茨城県日立市幸町三丁目2番1号 日立エンジニアリング株式会社内

(74) 代理人 100068504

弁理士 小川 勝男

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 発振回路

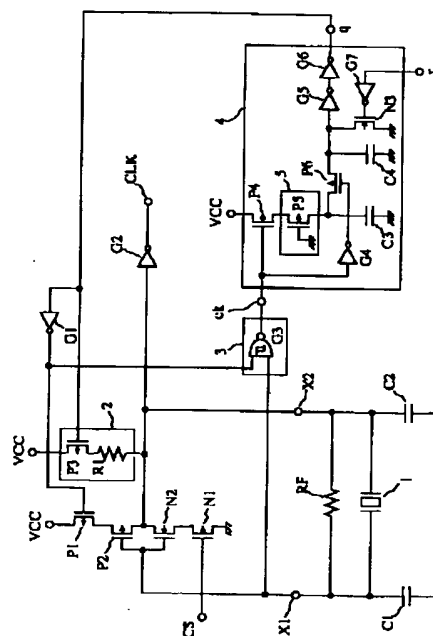
(57) 【要約】

【課題】 発振安定時に発振用ゲートをCMOSゲート構成に切り換えて低消費電流化を図る発振回路において、ゲート切り換え時の発振振幅減衰を低減して内部クロックパルスの欠損を防止する。

【解決手段】 発振用ゲートの入力側端子X1の発振振幅を、発振検出回路3とパルス計数回路4とによって検出し、発振用ゲートの切り換えを行った。

【効果】 発振用ゲート構成切り換え時のゲイン変動に伴う振幅減衰を低減することができるので、内部クロックパルスの欠損を防止できる。

図 1



【特許請求の範囲】

【請求項1】発振用ゲートと、発振用ゲートの入出力端子間に並列接続する発振子との正帰還ループを形成して発振動作を行う発振回路において、

発振用ゲートを、第1の形態で発振起動を行い、その後、発振状態を検出して第2の形態に切り換えるとき、発振状態の検出は、発振用ゲートの入力端子側で行うことを特徴とする発振回路。

【請求項2】発振用ゲートの第1の形態は、MOSトランジスタとこれに負荷電流を供給する負荷回路とからなる負荷型インバータであり、第2の形態はCMOS型インバータであることを特徴とする請求項1記載の発振回路。

【請求項3】ゲート構成切り換え機能を有する発振用ゲートと、発振用ゲートの入出力間に並列接続する発振子との正帰還ループを形成して発振動作を行う発振回路において、

発振用ゲートの入力端子側に接続した発振検出回路と、発振検出回路の出力パルスを計数するパルス計数回路と、を設け、

パルス計数回路の出力信号によって、発振用ゲートのゲート構成切り換えを行うことを特徴とする発振回路。

【請求項4】ゲート構成切り換え機能を有する発振用ゲートと、発振用ゲートの入出力間に並列接続する発振子との正帰還ループを形成して発振動作を行う発振回路において、

発振用ゲートの入力端子側に接続した発振検出回路と、発振検出回路の出力パルスを計数するパルス計数回路と、発振用ゲートの出力端子側に接続した増幅回路と、を設け、

パルス計数回路の出力信号によって、発振用ゲートのゲート構成切り換えを行うと共に、増幅回路を介して発振パルスを取り出すことを特徴とする発振回路。

【請求項5】ゲート構成切り換え機能を有する発振用ゲートと、発振用ゲートの入出力間に並列接続する発振子との正帰還ループを形成して発振動作を行う発振回路において、

発振用ゲートの入力端子側に接続した発振検出回路と、発振検出回路の出力パルスを計数する第1のパルス計数回路と、第1のパルス計数回路よりも遅れて発振検出回路の出力パルスの計数を開始する第2のパルス計数回路と、発振用ゲートの出力端子側に接続した増幅回路と、発振検出回路の出力パルスと増幅回路側の出力パルスのいずれか一方を選択して出力する選択回路と、を設け、第1のパルス計数回路の出力信号によって、発振用ゲートのゲート構成切り換えを行い、さらに第2のパルス計数回路の出力信号によって、選択回路のパルス選択を切り換え、発振パルスを増幅回路側の出力パルスから発振検出回路の出力パルスへ切り換えて取り出すことを特徴とする発振回路。

【請求項6】発振検出回路は、入力しきい値電圧にヒステリシスを有するシュミット入力ゲートで構成したことを特徴とする請求項3、請求項4、請求項5記載の発振回路。

【請求項7】パルス計数回路は、

第1の端子と基準電位との間に接続した第1の容量と、第2の端子と基準電位との間に接続した第2の容量と、第1の端子と第2の端子との間に接続した第1のスイッチング手段と、第1の端子と電源端子との間に介在し互いに直列接続された第2のスイッチング手段と電流抑制手段、を具備し、

第1のスイッチング手段と第2のスイッチング手段を、入力パルスに同期して排他動作させ、第2の端子に現れる電圧によって出力信号を送出する様に構成したことを特徴とする請求項3、請求項4、請求項5記載の発振回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、水晶発振子またはセラミック発振子等を使用した発振回路に関し、特に低電圧動作及び低消費電流化を図ったマイクロプロセッサ等の半導体集積回路に組み込むのに好適な発振回路に関する。

【0002】

【従来の技術】反転増幅器の機能を有する発振用ゲートと、水晶発振子またはセラミック発振子等の発振子との正帰還ループを形成して発振動作を行う発振回路において、発振用ゲートとしてCMOSゲートを採用した場合、発振起動を行うのに少なくとも、そのCMOSゲートを構成するPMOSTランジスタとNMOSTランジスタの各しきい値電圧の和以上の電源電圧が必要となり、低電圧化の障害となる。一方、例えば上記PMOSTランジスタ側を定電流源、或いは抵抗等の負荷に置き換えてNMOSインバータのゲート構成とすれば、そのNMOSTランジスタのしきい値電圧近傍の低電圧下でも発振用ゲートの動作が可能となるから、低電圧化には有効なゲート構成である。しかし、この場合NMOSTランジスタ側に貫通電流が流れることになるから、発振振幅が拡大し、発振が安定した状態においては、CMOSゲートによる場合に比べ消費電流の点で不利となる。そこで、発振用ゲートを、発振起動時には低電圧動作に適した上記NMOSインバータ等のゲート構成を動作させ、発振安定後はCMOSゲート構成のみに切り換える案が特開平4-167806号、特開平6-97732号、特開平7-154143号、特開平8-8650号公報等、多数提案されている。このうち特開平7-154143号に記載された発振回路を図3に示す。

【0003】図3において、端子X1と端子X2との間に水晶発振子またはセラミック発振子等の発振子1と帰還抵抗RFとが並列接続して設けられ、端子X1と基準

3

電位（以下、GNDと記す。）との間、及び端子X2とGNDとの間にそれぞれ容量C1、C2が設けられている。

【0004】またCMOSインバータを構成するPMOSTランジスタP8、NMOSTランジスタN5と、これを選択／非選択制御するためのPMOSTランジスタP7及びNMOSTランジスタN4が、電源端子VCCとPMOSTランジスタP8との間及びGNDとNMOSTランジスタN5との間にそれぞれ設けられ、NMOSTランジスタN4のゲートは、PMOSTランジスタP7のゲートに入力を接続するインバータG8の出力に接続している。

【0005】またNMOSTランジスタN7とそのドレインに接続する抵抗R2とがNMOSインバータを構成し、これを選択／非選択制御するためのPMOSTランジスタP9及びNMOSTランジスタN6が、それぞれ電源端子VCCと抵抗R2との間及びGNDとNMOSTランジスタN7との間に設けられ、NMOSTランジスタN6のゲートは、PMOSTランジスタP9のゲートに入力を接続するインバータG9の出力に接続している。そして上記CMOSインバータを構成するPMOSTランジスタP8、NMOSTランジスタN5、及びNMOSインバータを構成するNMOSTランジスタN7の各ゲートは端子X1に、各ドレインは端子X2にそれぞれ接続している。

【0006】端子X2側には、端子X2の振幅がある値以上に達した時にHighレベルの検出信号を出力する振幅検出回路と、振幅検出回路6の出力に一方の入力を接続するNANDゲートG11と、一方の入力をNANDゲートG12の出力に、もう一方の入力を端子X2にそれぞれ接続し、出力を上記NANDゲートG12のもう一方の入力に接続するNANDゲートG11と、端子X2に入力を、内部クロック端子CLKに出力をそれぞれ接続するインバータG13とが設けられている。NANDゲートG12の出力は、上記PMOSTランジスタP7のゲートへ、またインバータG10を介してPMOSTランジスタP9のゲートへそれぞれ接続されている。

【0007】なお、上記インバータG13は上記公報には開示されていないが、端子X2の発振振幅を半導体集積回路の内部クロックとして取り込むことを想定すると、いずれにせよインバータG13の如く端子X2の発振振幅を受けてこれを内部クロックとして供給するためのバッファゲートが存在し、ここでは便宜上インバータG13を置いてその出力を発振回路出力、すなわち半導体集積回路の内部クロックとみなすことにする。

【0008】図3の発振回路の動作につき以下説明する。

【0009】まず電源端子VCCに電源電圧が印加された直後において、端子X2の発振振幅がまだ拡大しない状態では、振幅検出回路6の出力はLowレベルにあり、

4

よってNANDゲートG12の出力はHighレベルとなってこれにゲートを接続するPMOSTランジスタP7はOFF、またインバータG8出力はLowレベルとなってこれにゲートを接続するNMOSTランジスタN4もOFF状態にある。よってPMOSTランジスタP8、NMOSTランジスタN5からなるCMOSインバータは非選択状態にある。

【0010】一方、インバータG10出力はLowレベルとなってこれにゲートを接続するPMOSTランジスタP9はON、またインバータG9出力はHighレベルとなってこれにゲートを接続するNMOSTランジスタN6もON状態にあるから、抵抗R2、NMOSTランジスタN7からなるNMOSインバータ側が選択状態にある。

【0011】よって、電源電圧が印加された当初はNMOSインバータ側が動作して発振起動を行うこととなるから、低電圧下での発振起動にも適した発振ゲート構成をとることができる。

【0012】電源電圧印加後は、上記NMOSインバータと発振子1との正帰還ループによって発振動作が開始され、発振振幅が徐々に拡大して端子X2の発振振幅が所定の振幅に達すると振幅検出回路6の出力がHighレベルに遷移することになる。振幅検出回路6出力がHighレベルに遷移すると、NANDゲートG12の出力はLowレベルに反転し、PMOSTランジスタP7、及びNMOSTランジスタN4がONしてPMOSTランジスタP8、NMOSTランジスタN5からなるCMOSインバータ側が選択状態となる。一方、インバータG10出力はHighレベルとなってPMOSTランジスタP9、及びNMOSTランジスタN6がOFFし、抵抗R2、NMOSTランジスタN7からなるNMOSインバータ側は非選択状態に切り換わる。

【0013】このとき端子X1側の発振振幅が、CMOSインバータを構成するPMOSTランジスタP8、NMOSTランジスタN5の各しきい値電圧 V_{th} 以上であれば、このCMOSインバータは反転増幅器として機能することができ、発振動作は維持される。すなわち、例えば端子X1側の発振振幅が高電位側に振れたときのGNDに対する端子X1電位が、NMOSTランジスタN5のしきい値電圧 V_{th} 以上であれば、NMOSTランジスタN5は能動状態となることができ、また端子X1側の発振振幅が低電位側に振れたときの電源端子VCCと端子X1との電位差が、PMOSTランジスタP8のしきい値電圧 $|V_{th}|$ 以上であればPMOSTランジスタP8は能動状態となることができ、端子X1側の発振振幅として上記 $|V_{th}|$ 以上があればCMOSインバータの動作は確保されることになる。これはすなわち電源電圧として上記 $|V_{th}|$ 以上であれば、CMOSインバータによる発振安定時の発振動作の維持は可能であることを意味している。

【0014】しかし、上記発振起動直後においては、発振振幅は極めて微小振幅状態であり、帰還抵抗 R_F によって端子X1、端子X2が短絡されている結果、発振用ゲートの入出力間が同電位、すなわちその論理しきい値電圧 V_{LT} に直流的にバイアスされた状態となる。もしここで発振用ゲートとして上記CMOSインバータを用いたとすると、反転増幅器として端子X1の微小振幅を増幅するためには、CMOSインバータを構成するPMOSTランジスタP8、NMOSTランジスタN5のいずれもがその直流動作点において能動状態である必要があるから、電源電圧としてはCMOSインバータを構成するPMOSTランジスタP8、NMOSTランジスタN5の各しきい値電圧 $|V_{th}|$ の和以上の電圧が必要となってしまう。

【0015】一方、上記NMOSインバータによる発振用ゲート構成では、端子X2側の発振振幅が高電位側に振れてNMOSTランジスタN7側がON状態となる度に、抵抗R2側から貫通電流がもたらされ、消費電流を増大させてしまう。CMOSインバータではPMOSTランジスタP8、NMOSTランジスタN5が排他的に動作するから貫通電流を抑制でき、発振安定状態における低消費電流化に有効である。

【0016】よって図1の構成によれば、発振ゲート構成を発振起動時はNMOSインバータ、発振振幅が拡大した発振安定時にはCMOSインバータに自動的に切り換えることができ、低電圧下における発振起動と、発振安定時における低消費電流化の両立を図った発振回路とすることができる。

【0017】

【発明が解決しようとする課題】上記の如く発振用ゲートをCMOSインバータ側に切り換えたとき、発振用ゲートのゲインが変化することにより、端子X2側の発振振幅に一時的な減衰が発生する可能性がある。この様子を図4に示す。

【0018】図4は、図3における振幅検出回路6出力と、端子X2と、内部クロック端子CLKにおける動作波形の概念図を示すものである。図4において、発振起動後NMOSインバータによって発振振幅が徐々に拡大し、端子X2の振幅がインバータG13の論理しきい値電圧 V_{LT} を横切る様になった時点から、内部クロック端子CLKにはクロックパルスが現われる。その後、振幅検出回路6出力がHighレベルに遷移した時点で発振用ゲートがCMOSインバータに切り換わるが、このとき発振用ゲートのゲイン変動に伴い端子X2の振幅に図4に示す様に減衰が生じ、インバータG13の出力すなわち内部クロック端子CLKのクロックパルスに同図内a点に示す様に欠損が生じる可能性がある。また一旦クロックパルスの欠損が発生すると、再度正常なクロックパルスに復帰するまでに狭幅のパルス等の異常パルスの発生もあり得る。このようなクロックパルスの欠損が発生

すると、これをシステムクロックとして動作している様なマイクロプロセッサなどは動作異常を来すことになる。

【0019】上記クロックパルスの欠損を防ぐためには、端子X2の十分な振幅拡大を待ってから発振用ゲートの切り換えを行い、切り換え時の上記振幅減衰の影響がインバータG13出力側に及ばない様にする必要がある。よって振幅検出回路6は、これを考慮して検出振幅を十分マージンを持った設定とする必要がある。このことは、発振起動から発振用ゲート切り換えまでの期間の増大を招き、発振起動と停止を頻繁に繰り返す様な用途においては上記NMOSインバータの動作期間が相対的に長くなり、低消費電流化の阻害要因ともなってしまう。

【0020】本発明の第1の目的は、発振用ゲートの切り換え時における端子X2側の発振振幅の減衰を低減して、上記クロックパルスの欠損を容易に防止し得る発振回路を提供することにある。

【0021】また本発明の第2の目的は、上記クロックパルスの欠損を防止しつつ、早期の発振用ゲートのCMOSゲートへの切り換わりを可能として、さらなる低消費電流化を図った発振回路を提供することにある。

【0022】

【課題を解決するための手段】上記第1の目的は、端子X1側の発振振幅を検出して発振用ゲートの切り換えを行うことにより達成される。

【0023】また上記第2の目的は、端子X2と内部クロック端子CLKとの間に、端子X2側の微小振幅を常に増幅し得る増幅回路を設け、端子X1側の発振振幅を検出して発振用ゲート切り換えを行うことにより達成される。

【0024】上記の具体的回路構成及びその他の手段については、実施例のなかで明らかにする。

【0025】端子X2側の発振振幅は、発振用ゲートによる増幅作用によってその入力振幅となる端子X1側の発振振幅よりも常に大きい状態にある。よって端子X1側の発振振幅を検出して発振用ゲートの切り換えを行うことにより、検出振幅が同じであれば切り換わり時における端子X2側の振幅減衰をより軽度とすることができ、上記クロックパルス欠損の防止を図ることができる。

【0026】また端子X2側の微小振幅を常に増幅し得る増幅回路を設けることにより、発振用ゲート切り換わり時の端子X2側の振幅減衰の影響を受けにくくすることができるので、より早期の発振用ゲート切り換えが可能となり、さらなる低消費電流化を図ることができる。

【0027】

【発明の実施の形態】以下、本発明の第1の実施例を図1により説明する。

【0028】図1において、端子X1と端子X2との間

には図3の従来例同様、発振子1と帰還抵抗RFとが並列接続して設けられ、端子X1とGNDとの間、及び端子X2とGNDとの間にそれぞれ容量C1、C2が設けられている。

【0029】またPMOSTランジスタP2とNMOSTランジスタN2とによってCMOSインバータ型の発振用ゲートが構成され、NMOSTランジスタN2とGNDとの間には制御端子CSにゲートを接続するNMOSTランジスタN1が、PMOSTランジスタP2と電源端子VCCとの間にはPMOSTランジスタP1がそれぞれ設けられている。そしてCMOSインバータを構成しているPMOSTランジスタP2、NMOSTランジスタN2の各ゲートは端子X1に、各ドレインは端子X2にそれぞれ共通接続されている。

【0030】端子X2と電源端子VCCとの間には、端子X2に一端を接続する抵抗R1と、抵抗R1のもう一端と電源端子VCCとの間に接続するPMOSTランジスタP3とからなる負荷回路2が設けられ、PMOSTランジスタP3のONにより抵抗R1と上記NMOSTランジスタN2とでNMOSインバータが形成される様

になっている。

【0031】また、端子X1に一方の入力を接続するシュミット型NANDゲートG3からなる発振検出回路3と、発振検出回路3出力にそのパルス入力端子ckを接続するパルス計数回路4とが設けられ、パルス計数回路4の出力端子qは、上記PMOSTランジスタP3のゲートへ、またインバータG1を介して上記PMOSTランジスタP1のゲート及び上記シュミット型NANDゲートG3のもう一方の入力へそれぞれ接続している。

【0032】また端子X2の発振振幅はインバータG2を介して内部クロック端子CLKへ送出される。

【0033】パルス計数回路4は、一端をGNDに接続する容量C3、C4と、パルス入力端子ckにゲートを、電源端子VCCにソースをそれぞれ接続したPMOSTランジスタP4と、PMOSTランジスタP4のドレインと容量C3との間に接続する電流抑制手段5と、入力をパルス入力端子ckに接続するインバータG4と、インバータG4の出力にゲートを接続し、容量C3と容量C4との間に接続するPMOSTランジスタP6と、入力をリセット端子rに接続するインバータG7と、インバータG7の出力にゲートを接続し、容量C4と並列接続して設けられたNMOSTランジスタN3と、容量C4とPMOSTランジスタP6の接続点に入力を接続するインバータG5と、インバータG5の出力に入力を、出力端子qに出力をそれぞれ接続するインバータG6とによって構成されており、また上記電流抑制手段5は、ゲートをGNDに接続したPMOSTランジスタP5によって構成されている。

【0034】以下、本実施例の動作につき図2を参照しながら説明する。図2は本実施例の動作波形を示したも

のである。

【0035】まず発振停止状態においては、制御端子CS及びパルス計数回路4のリセット端子rを共にLowレベルとし、NMOSTランジスタN1をOFF状態に置くと共にパルス計数回路4の出力端子qをLowレベル出力として、これにゲートを接続するPMOSTランジスタP3をON状態とする。このとき端子X2は、負荷回路2により電源端子VCCの電位にバイアスされ、また端子X1側についても帰還抵抗RFによってやはり電源端子VCCの電位にバイアスされた状態にある。

【0036】またパルス計数回路4においては、NMOSTランジスタN3のONにより、容量C4は放電状態にあり、よってその端子電位はGND電位となって出力端子qはLowレベル出力となる。またシュミット型NANDゲートG3は、いずれの入力もHighレベルにあるのでLowレベルを出力しており、これを受けてPMOSTランジスタP4がONし、容量C3を電源端子VCCの電位に充電する。PMOSTランジスタP6は、インバータG4のHighレベル出力を受けてOFF状態にあり、容量C3、C4端子間を遮断している。

【0037】続いて制御端子CS及びパルス計数回路4のリセット端子rを共にHighレベルとして発振起動を行うと、その直後においてはまだ端子X1、端子X2の発振振幅は微小振幅状態にあつてシュミット型NANDゲートG3がこれに感応しないから、パルス計数回路4の状態に変化はなく、出力端子qはLowレベルを維持している。よってPMOSTランジスタP1はOFF、負荷回路2はON状態にあり、NMOSTランジスタN1のONによって負荷回路2とNMOSTランジスタN2によるNMOSインバータが形成され、このNMOSインバータと発振子1との正帰還ループによって発振動作が開始される。

【0038】そして端子X1側の発振振幅が、シュミット型NANDゲートG3の入力しきい値電圧のヒステリシス幅を超えるまで拡大すると、シュミット型NANDゲートG3は端子X1側の発振振幅に同期した反転パルスを出力し始める。これを受けてパルス計数回路4内のPMOSTランジスタP4とPMOSTランジスタP6とが交互にON/OFF動作を行い、容量C3の充電と、容量C4への電荷分配とを交互に行つて容量C4の端子電圧を徐々に上昇させる。

【0039】すなわちパルス入力端子ckがLowのときは、PMOSTランジスタP4がONして容量C3への充電を行い、PMOSTランジスタP6はOFFとなって容量C3から容量C4への電荷の移動を遮断する。なお、このとき電流抑制手段5によって容量C3への充電電流ピークを抑制することができるので、輻射ノイズ低減等に有効である。PMOSTランジスタP4のチャネル長を大きくとつてそれ自体に電流抑制機能を持たせても良いが、その場合はゲート容量の増大を招き、消費電

流の点で不利である。

【0040】次いでパルス入力端子c kがhighレベルとなると、逆にPMOSTランジスタP4がOFFとなって容量C3への充電を停止すると共に、PMOSTランジスタP6がONとなって容量C3の充電電荷を容量C4側に分配する。

【0041】容量C4の端子電圧VC4は、容量C3、C4の各容量係数をそれぞれC3、C4、また電荷分配の回数をnとすれば、以下の理論式で表わすことができる。

【0042】

【数1】

$$VC4 = VCC [1 - \{C4 / (C3 + C4)\}^n]$$

容量C4の端子電圧VC4がこれを受けるインバータG5の論理しきい値電圧VLTに到達した時点で、出力端子qはHighレベルに遷移することになるが、上式に示される様に、容量C3、C4の各容量係数を適当に設定することにより、容量C4の端子電圧VC4の上昇の割合を調整することができるので、出力端子qのHighレベルへの遷移タイミングを所望の値に設定することが可能である。

【0043】上記によりパルス計数回路4の出力端子qがHighレベルに遷移すると、これにゲートを接続するPMOSTランジスタP3はOFFとなり、負荷回路2はOFF状態となる。一方、インバータG1出力がLowレベルとなり、これにゲートを接続するPMOSTランジスタP1がONして、PMOSTランジスタP2とNMOSTランジスタN2からなるCMOSインバータが能動状態となって、発振用ゲートがNMOSインバータからCMOSインバータ型に切り換えられる。またシュミット型NANDゲートG3の一端入力Lowとなるから、シュミット型NANDゲートG3出力はHighレベル固定となる。よってパルス計数回路4はそれ以降動作を停止するが、容量C4の充電電荷は保持されるのでパルス計数回路4はHigh出力を維持する。パルス計数回路4の動作を停止したことにより、発振用ゲート切り換え後の無効な電流消費を低減することができる。なお、パルス計数回路4の動作を停止しない場合は、シュミット型NANDゲートG3の入力をいずれも端子X1に接続すれば良い。

【0044】このとき発振用ゲートの切り換え前後のゲイン変動によって、図2に示す様に端子X2側の振幅に若干の減衰はあるものの、前記図4に示された様な内部クロック端子CLKにおけるクロックパルス欠損にまでは至らない。これは、発振用ゲートの入力側に相当する端子X1の発振振幅を検出して切り換えたことにより、CMOSインバータに切り換えられた時点の端子X1側の発振振幅を、CMOSインバータを構成するPMOSTランジスタP2及びNMOSTランジスタN2を十分能動状態にし得るだけの振幅とすることができたことによ

る。なお、切り換え時における上記端子X2側の(若干の)振幅減衰は、帰還抵抗RFが通常MΩオーダーの高抵抗であるため、端子X1側の発振振幅にはほとんど影響を及ぼさず、よって内部クロック端子CLKに間断のない安定したクロックパルスを送出することができる。

【0045】以上の如く本実施例によれば、図1の従来例同様の動作電圧の低電圧化と低消費電流化の効果に加え、さらに発振用ゲート切り換え時の内部クロック安定化に有効な発振回路を得ることができる。またパルス計数回路4内の容量C3、C4設定等により、容易に発振用ゲート切り換えタイミングを調整できるので、発振用ゲート切り換えタイミングの最適化によるさらなる低消費電流化を容易に図ることのできる発振回路が得られる。

【0046】本発明の第2の実施例を図5に示す。

【0047】本実施例においては、上記図1に示した第1の実施例におけるインバータG2に換えて増幅回路7を設けている。

【0048】また、シュミット型NANDゲートG3に換えてシュミット型インバータG14で発振検出回路3を、PMOSTランジスタP3と抵抗R1に換えてPMOSTランジスタP10で負荷回路2をそれぞれ構成している。但し、これらは図1と本質的に異なるものではなく、例えばPMOSTランジスタP10はそのON抵抗で図1における抵抗R1を代用しようとするものであり、図1の構成で置き換えても良い。

【0049】増幅回路7は、端子X2に一端を接続したカップリング容量C5と、カップリング容量C5の他端にゲートを、内部クロック端子CLKにドレインを、GNDにソースをそれぞれ接続したNMOSTランジスタN8と、GNDにゲートを、内部クロック端子CLKにドレインを、電源端子VCCにソースをそれぞれ接続したPMOSTランジスタP11と、NMOSTランジスタN8のゲートとドレインとの間に接続した抵抗R3とによって構成されている。

【0050】なおパルス計数回路4については、図1に示したものと同構成であり、具体的な回路構成の記載を省略した。

【0051】本実施例における動作は、基本的には上記図1に示す第1の実施例同様であるが、増幅回路7の採用により、以下の特徴を有する。

【0052】すなわち増幅回路7は、PMOSTランジスタP11を負荷MOSとしたNMOSインバータの構成をとっているため低電圧動作に対応でき、またカップリング容量C5によって端子X2側の直流動作点の影響を受けることなく、抵抗R3によってその直流動作点をNMOSインバータとしての論理しきい値電圧VLTにバイアスすることができるので、高ゲインの反転増幅器として機能することができる。よって端子X2の直流動作点によらず、微小振幅を常に増幅して内部クロック端子C

LKに送出することができるので、発振用ゲートの切り換え時の端子X2の振幅減衰に対しても、安定したクロックパルス出力を得ることができる。よって早期の発振用ゲートの切り換えが可能となり、発振用ゲートにおける消費電流低減を図ることができる。

【0053】なお、増幅回路7の構成は図5に限定されるものではなく、上記機能を有するものであれば他の構成によっても良い。また増幅回路7を複数段設けて内部クロックを得る様にしても良い。

【0054】本実施例によれば、前記第1の実施例と同様の効果に加え、さらなる内部クロックの安定化と、発振用ゲートの早期切り換えによる発振用ゲートの低消費電流化とを図ることのできる発振回路が得られる。

【0055】本発明の第3の実施例を図6に示す。

【0056】本実施例においては、上記図5の第2の実施例に加え、パルス計数回路8と、クロック選択回路9とを設けている。

【0057】パルス計数回路8は、パルス計数回路4と同様の回路構成によるものであり、そのリセット端子rはパルス計数回路4の出力端子qに接続し、パルス入力端子ckはパルス計数回路4のパルス入力端子ckと共に発振検出回路3を構成するシュミット型インバータG14の出力に接続している。またその出力端子qは、増幅回路7内PMOSTランジスタP11のゲートに接続すると共に、クロック選択回路9の制御入力となっている。

【0058】クロック選択回路9は、増幅回路7の出力に出力を、内部クロック端子CLKに出力をそれぞれ接続するクロックドインバータG16と、発振検出回路3の出力に出力を、内部クロック端子CLKに出力をそれぞれ接続するクロックドインバータG17と、クロックドインバータG17の制御入力に出力を、クロックドインバータG16の制御入力に出力をそれぞれ接続するインバータG15とによって構成され、インバータG15の入力端子を制御入力端子としてパルス計数回路8の出力端子qに接続している。なお、クロックドインバータG16、G17は、制御入力にHighレベルの信号が与えられたとき、インバータとして機能し、制御入力にLowレベルにあるときは、出力がハイインピーダンス状態となっているものとする。

【0059】以下、本実施例の動作について説明する。

【0060】図1の第1の実施例同様、制御端子CS及びパルス計数回路4のリセット端子rが共にLowレベルにある発振起動前においては、端子X1、X2は負荷回路2によってHighレベルにバイアスされ、またパルス計数回路4はリセット状態にあってLowレベルを出力し、これを受けてパルス計数回路8もリセット状態に置かれやはりLowレベルを出力している。よってパルス計数回路8の出力端子qをゲートに接続するPMOSTランジスタP11はON状態にあり、増幅回路7におけるNM

OSインバータは能動状態に置かれる。またクロック選択回路9においては、クロックドインバータG16側の制御入力が高レベルとなり、クロックドインバータG16がインバータとして機能する状態にあり、クロックドインバータG17側は制御入力にLowであるため出力ハイインピーダンス状態となっている。

【0061】次いで制御端子CS及びパルス計数回路4のリセット端子rを共にHighレベルとして発振起動を行うと、第1の実施例の場合同様、負荷回路2とNMOSTランジスタN2によるNMOSTインバータ構成の発振用ゲートによって発振動作が開始される。そしてこの発振起動直後の端子X2側の微小発振振幅は、増幅回路7によって増幅され、クロックドインバータG16を介して内部クロック端子CLKに送出される。

【0062】やがて端子X1側の振幅が、シュミット型インバータG14の入力しきい値電圧のヒステリシス幅を超えるまで拡大すると、端子X1側の振幅に同期して発振検出回路3から反転パルスが出力され、パルス計数回路4がこれを計数して所定のパルス数を計数した時点でその出力端子qをHighレベルに移移させる。

【0063】パルス計数回路4の出力端子qがHighレベルに移移すると、第1の実施例の場合同様、負荷回路2がOFF状態となり発振用ゲートがPMOSTランジスタP2、NMOSTランジスタN2からなるCMOSTインバータに切り換えられるが、前記図5の第2の実施例同様、増幅回路7によって上記発振用ゲート切り換えの影響を受けることなく、内部クロック端子CLKにはクロックパルスが供給される。

【0064】また上記パルス計数回路4の出力端子qのHigh移移を受けて、パルス計数回路8が発振検出回路3の出力パルスの計数を開始する。そして所定のパルス数を計数した時点でその出力端子qをHighレベルに移移させ、これによって増幅回路7内PMOSTランジスタP11をOFFすると共に、クロックドインバータG17側を能動状態に切り換え、発振検出回路3側からの発振パルスを内部クロック端子CLKに送出する。なお、このときクロックドインバータG16側の制御入力はLowとなり、クロックドインバータG16出力はハイインピーダンス状態に切り換わっている。

【0065】上記の如く、増幅回路7側から発振検出回路3側にクロックパルス源を切り換えることにより、増幅回路7における消費電流を削減することができる。これは、図5、図6に示した様に増幅回路7の低電圧動作対応のため、NMOSTインバータ型のゲート構成等をとった場合などの発振回路の消費電流低減に極めて効果的である。

【0066】また発振用ゲートの切り換えを行った後、再度発振検出回路3出力パルスを計数して上記クロックパルス源の切り換えを行うことにより、発振用ゲートの切り換えに伴う端子X1側の振幅減衰によって発振検出

回路3出力パルスの欠損が発生したとしても、これが内部クロック端子CLKに送出されるのを防止することができる。

【0067】またマイクロプロセッサなどに搭載された発振回路においては、外部クロックを入力して使用される場合があるが、この場合、通常外部クロックは発振用ゲートの入力端子側すなわち端子X1側に入力される。発振用ゲートは低消費電流化の観点からは可能な限りその電流駆動能力を絞込む必要があるが、上記外部クロックの入力モードがあると、外部クロックに追従して端子X2側の浮遊容量等の負荷を駆動せねばならず、発振用ゲートの低消費電流化を図る上での規制要因となる。しかし、図6に示す本実施例の構成によれば、最終的に発振検出回路3側の出力パルスが内部クロックとして取り込まれることになるから、発振用ゲートは上記外部クロック入力モードを考慮することなく、独立に最適化を図ることができ、低消費電流化に有利である。

【0068】本実施例によれば、前記第1、第2の実施例の効果に加えさらに低消費電流化を図った発振回路を得ることができる。また本実施例によれば、端子X1側に外部クロックを入力する用途にも好適な発振回路を得ることができる。

【0069】本発明の第4の実施例を図7に示す。

【0070】図7においては、互いのゲートを端子X1に、ドレインを端子X2にそれぞれ接続したPMOSTランジスタP13、NMOSTランジスタN10によってCMOSインバータ型の発振用ゲートが構成され、PMOSTランジスタP13と電源端子VCCとの間にはゲートをインバータG18を介して制御端子CSに接続するPMOSTランジスタP12が、NMOSTランジスタN10とGNDとの間にはNMOSTランジスタN9がそれぞれ接続している。また端子X2に一端を接続した抵抗R4と、抵抗R4のもう一端とGNDとの間に接続したNMOSTランジスタN11とによって負荷回路10が構成されている。そして、パルス計数回路4の出力端子qは、上記NMOSTランジスタN9のゲートに、またインバータG19を介してNMOSTランジスタN11のゲート及びシュミット型NANDゲートG3の1入力にそれぞれ接続している。上記以外は図1の第1の実施例と同構成であるため、説明は省略する。

【0071】図1の第1の実施例においては、発振起動時はNMOSインバータ型の発振用ゲート構成をとったが、図7においてはこれをPMOSインバータ型の発振用ゲート構成としている。すなわち、発振起動時パルス計数回路4の出力端子qはLowレベルにあるから、NMOSTランジスタN9がOFF、またインバータG19出力はHighとなってこれにゲートを接続するNMOSTランジスタN11がONし、PMOSTランジスタP13と負荷回路10からなるPMOSインバータが能動状態となる。そして端子X1の発振振幅が拡大して、パル

ス計数回路4の出力端子qがHighレベルに遷移すると、NMOSTランジスタN9がON、またインバータG19出力がLowとなってNMOSTランジスタN11がOFFし、発振用ゲートはPMOSTランジスタP13、NMOSTランジスタN10からなるCMOSインバータ構成に切り換わる。

【0072】上記の様に図7の構成によれば、PMOSインバータによる構成を用いて前記図1の第1の実施例と同様の動作を行うことができる。これは図5、図6に示す第2、第3の実施例にも適用することができる。

【0073】本実施例によれば、前記第1の実施例と同様の効果を有する発振回路を得ることができる。

【0074】

【発明の効果】本発明によれば、発振用ゲートの入力端子側の発振振幅を検出して発振用ゲート構成の切り換えを行ったことにより、切り換え時の出力端子側の発振振幅減衰を低減することができ、クロックパルスの欠損を容易に防止し得る発振回路を得ることができる。

【0075】また本発明によれば、増幅回路7を設けたことで早期の発振用ゲート構成切り換えが可能となり、さらなる発振用ゲートの低消費電流化を図った発振回路を得ることができる。

【0076】また本発明によれば、発振安定後のクロックパルス源を発振用ゲート出力から、発振検出回路3出力側に切り換えたことにより、増幅回路7での消費電流削減と、外部クロック入力モードと無関係に発振用ゲートの最適化を図ることのできる発振回路を得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施例の構成を示す回路図。

【図2】本発明の第1の実施例の動作を示す電圧波形図。

【図3】従来の構成を示す回路図。

【図4】従来の動作を示す電圧波形図。

【図5】本発明の第2の実施例の構成を示す回路図。

【図6】本発明の第3の実施例の構成を示す回路図。

【図7】本発明の第4の実施例の構成を示す回路図。

【符号の説明】

1…発振子、2、10…負荷回路、3…発振検出回路、4、8…パルス計数回路、5…電流抑制手段、6…振幅検出回路、7…増幅回路、9…クロック選択回路、VC C…電源端子、CS…制御端子、CLK…内部クロック端子、X1、X2…端子、RF…帰還抵抗、R1、R2、R3、R4…抵抗、C1、C2、C3、C4…容量、C5…カップリング容量、P1、P2、P3、P4、P5、P6、P7、P8、P9、P10、P11、P12、P13…PMOSTランジスタ、N1、N2、N3、N4、N5、N6、N7、N8、N9、N10、N11…NMOSTランジスタ、G1、G2、G4、G5、G6、G7、G8、G9、G10、G13、G1

14…シュミット型インバータ、G16、G17…クロックドインバータ。

因

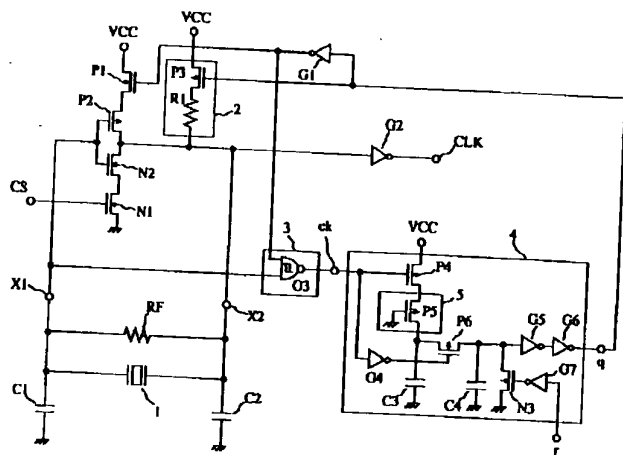


圖 2

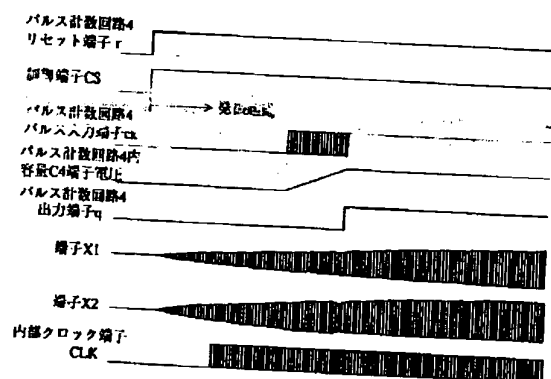


圖 4

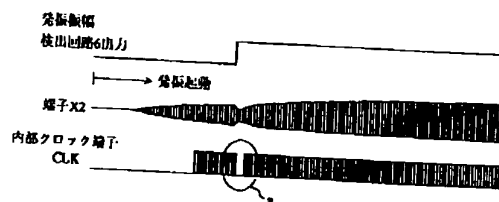
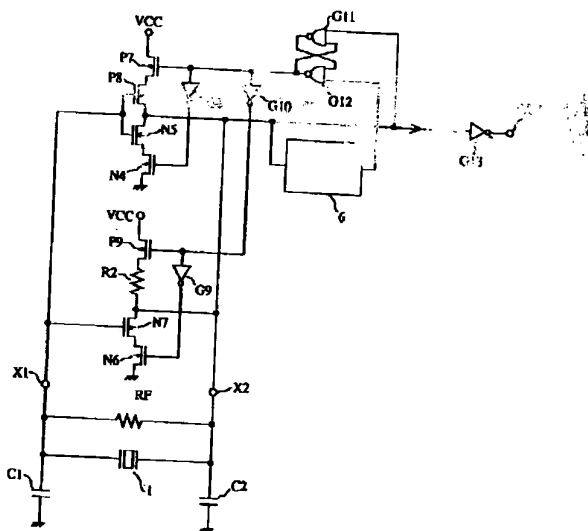
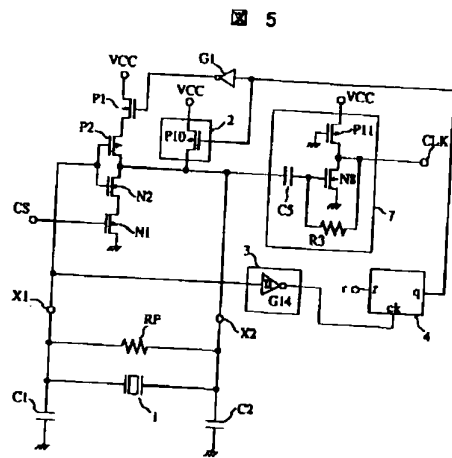


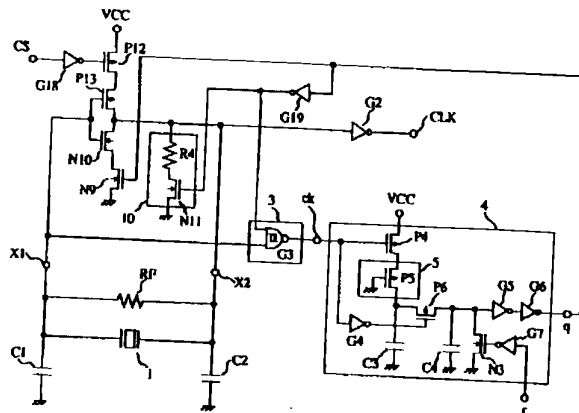
圖 3



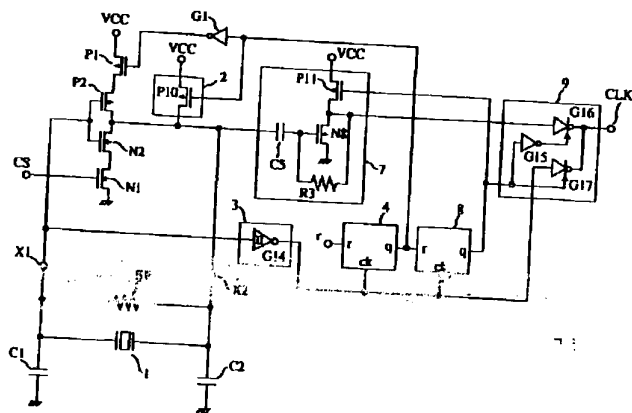
【図5】



【図7】



【図6】



フロントページの続き

(72)発明者 三瓶 忠

茨城県日立市幸町三丁目1番1号 株式会
社日立製作所日立工場内

(72)発明者 小池 勝則

茨城県日立市幸町三丁目2番1号 日立エ
ンジニアリング株式会社内

(72)発明者 菅井 賢

茨城県日立市幸町三丁目1番1号 株式会
社日立製作所日立工場内

(72)発明者 木田 博之

茨城県日立市幸町三丁目1番1号 株式会
社日立製作所日立工場内

Fターム(参考) 5J079 BA24 BA39 BA41 EA04 EA11

EA15 EA16 FA05 FA14 FA21

FB01 FB03 FB04 FB20 FB32

FB34 FB37 FB48 GA05 GA09

GA14 GA18 GA19 JA01 JA06

KA01